

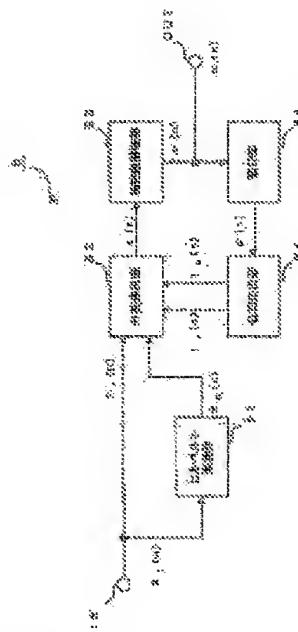
ANGLE DEMODULATOR

Publication number: JP2000004122 (A)
Publication date: 2000-01-07
Inventor(s): NAKAJIMA NOBUO
Applicant(s): ICOM INC
Classification:
- international: H03D3/00; H03D3/00; (IPC1-7): H03D3/00
- European: H03D3/00B
Application number: JP19980168150 19980616
Priority number(s): JP19980168150 19980616

Also published as:
JP4169393 (B2)
US6611571 (B1)
HK1022385 (A1)
CN1239351 (A)
CN1141786 (C)

Abstract of JP 2000004122 (A)

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide the angle demodulator which can correctly demodulate an angle-modulated wave even if the phase of the anglemodulated wave is shifted by $\pi/2$ radians.
SOLUTION: An FM-modulated wave is converted to a digital IF signal, which is supplied to a Hilbert conversion part 81 and an outer product arithmetic part 82. The Hilbert conversion part 81 shifts the phase of the IF signal by 90 deg. and supplies it to the outer product arithmetic part 82. An integration part 84 calculates the phase of a cosine wave of angular frequency that is specified by a frequency control part 83 and a phase conversion part 85. It calculates momentary values of the cosine wave and the signal generated by shifting the phase of the cosine wave by 90 deg. and supplies them to the outer product arithmetic part 82. The outer product arithmetic part 82 supplies the outer product of a vector including the values of the IF signal and the signal from the Hilbert conversion part 81 and a vector including the value supplied from the phase conversion part 85. A frequency control part 83 determines the value of a angular frequency by performing proportional and integral control over the external product and supplies it to the integration part 84. A digital signal representing the value of the angular frequency is converted from digital to analog and reproduced as a sound.



Data supplied from the esp@cenet database — Worldwide

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) **公開特許公報 (A)**

(11)特許出願公開番号

特開2000-4122

(P2000-4122A)

(43)公開日 平成12年1月7日 (2000.1.7)

(51)Int.Cl.⁷

H 03 D 3/00

識別記号

F I

H 03 D 3/00

テマコード* (参考)

A

審査請求 未請求 請求項の数11 O.L. (全 13 頁)

(21)出願番号

特願平10-168150

(71)出願人 000100746

アイコム株式会社

(22)出願日

平成10年6月16日 (1998.6.16)

大阪府大阪市平野区加美鞍作1丁目6番19号

(72)発明者 中島 修生

大阪府大阪市平野区加美鞍作1丁目6番19号 アイコム株式会社内

(74)代理人 100093407

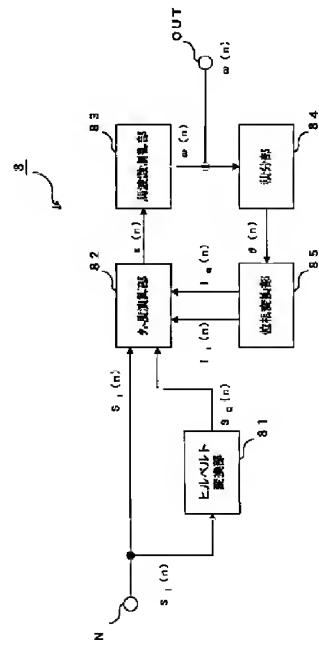
弁理士 木村 満 (外2名)

(54)【発明の名称】 角度復調器

(57)【要約】

【課題】 角度変調波の位相が 2π ラジアン以上偏移しても該角度変調波を正しく復調できる角度復調器を提供することである。

【解決手段】 FM変調波がディジタル形式のIF信号に変換され、ヒルベルト変換部81及び外積演算部82に供給される。ヒルベルト変換部81はIF信号を90度移相して外積演算部82に供給する。積分部84は、周波数制御部83が指定する角周波数の余弦波の位相を計算し、位相変換部85は、該余弦波、及び該余弦波を90度移相した信号の瞬時値を計算し、外積演算部82に供給する。外積演算部82は、IF信号及びヒルベルト変換部81からの信号の値を含むベクトルと、位相変換部85から供給された値を含むベクトルとの外積を周波数制御部83に供給する。周波数制御部83は外積に比例積分制御を施して新たな角周波数の値を決定し、積分部84に供給する。該角周波数の値を表すディジタル信号はD/A変換され、音声として再生される。



【特許請求の範囲】

【請求項1】ディジタル角度変調信号を入力し、該ディジタル角度変調信号より位相が実質的に90度異なる信号を表す第1の90度移相信号を生成する移相手段と、発振周波数を指定する制御信号を入力し、該制御信号が指定する発振周波数を有する信号を表すディジタル内部発振信号と、該ディジタル内部発振信号より位相が実質的に90度異なる信号を表す第2の90度移相信号とを生成するディジタル発振手段と、前記ディジタル角度変調信号、前記第1の90度移相信号、前記ディジタル内部発振信号、及び前記第2の90度移相信号を入力し、前記ディジタル角度変調信号の瞬時値及び前記第2の90度移相信号の瞬時値の積と、前記ディジタル内部発振信号の瞬時値及び前記第1の90度移相信号の瞬時値の積との差を計算し、計算結果を表す外積信号を生成するベクトル演算手段と、前記外積信号を入力し、前記外積信号に基づいて、前記ディジタル内部発振信号が表す信号の発振周波数を、前記ベクトル演算手段が生成する前記計算結果が0に収束するように決定し、決定された発振周波数を指定する前記制御信号を生成して前記ディジタル発振手段に供給する周波数制御手段と、を備え、前記周波数制御手段は、前記制御信号を、前記ディジタル角度変調信号を復調したものを表すディジタル復調信号として出力する手段を備える、ことを特徴とする角度復調器。

【請求項2】前記移相手段は、前記ディジタル角度変調信号を実質的にヒルベルト変換して、前記第1の90度移相信号を生成する手段を備える、ことを特徴とする請求項1に記載の角度復調器。

【請求項3】前記周波数制御手段は、 K_p 及び K_i を所定の定数とし、自らに供給された外積信号の値の総和を $\Sigma \epsilon$ とし、供給された順番がnで、値が $\epsilon(n)$ である前記外積信号が供給されたとき、式1により表される値 $\omega(n)$ に実質的に等しい値を、前記ディジタル発振手段の発振周波数として決定する手段を備え、前記ディジタル発振手段は、前記ディジタル角度変調信号のサンプリング周波数が f_s であるとき、発振周波数として前記値 $\omega(n)$ を指定する前記制御信号を入力して、位相の瞬時値が式2により表される値 $\theta(n)$ に実質的に等しい前記ディジタル内部発振信号を生成する手段を備える、

ことを特徴とする請求項1又は2に記載の角度復調器。

【数1】 $\omega(n) = \omega(n-1) + K_p \cdot \epsilon(n) + K_i \cdot (1/f_s) \cdot \Sigma \epsilon$

【数2】

$\theta(n) = \theta(n-1) + (1/f_s) \cdot \omega(n-1)$

【請求項4】前記ディジタル復調信号を入力して、該ディジタル復調信号を実質的に積分した結果を表すディジタル信号を生成して出力するディジタル積分手段を備え

ることを特徴とする請求項1、2又は3に記載の角度復調器。

【請求項5】アナログ角度変調信号を入力し、該アナログ角度変調信号を所定のサンプリング周波数でサンプリングして標本値を取得し、該標本値をディジタル信号に変換して前記ディジタル角度変調信号を生成し、該ディジタル角度変調信号を前記移相手段に出力するサンプリング手段を備える、

ことを特徴とする請求項1乃至4のいずれか1項に記載の角度復調器。

【請求項6】前記周波数制御手段より前記ディジタル復調信号を入力して、該ディジタル復調信号の値をアナログ値に変換してアナログ復調信号として出力するディジタルーアナログ変換手段を備える、

ことを特徴とする請求項1乃至5のいずれか1項に記載の角度復調器。

【請求項7】角度変調信号を入力し、該角度変調信号より位相が実質的に90度異なる信号を表す第1の90度移相信号を生成する移相手段と、

発振周波数を指定する制御信号を入力し、該制御信号が指定する発振周波数を有する内部発振信号と、該内部発振信号より位相が実質的に90度異なる第2の90度移相信号とを生成する内部発振手段と、

前記角度変調信号、前記第1の90度移相信号、前記内部発振信号、及び前記第2の90度移相信号を入力し、前記角度変調信号の瞬時値及び前記第2の90度移相信号の瞬時値の積と、前記内部発振信号の瞬時値及び前記第1の90度移相信号の瞬時値の積との差を表す外積信号を生成するベクトル演算手段と、

前記外積信号を入力し、前記外積信号に基づいて、前記内部発振信号の発振周波数を、前記ベクトル演算手段が生成する前記計算結果が0に収束するように決定し、決定された発振周波数を指定する前記制御信号を生成して前記内部発振手段に供給する周波数制御手段と、を備え、

前記周波数制御手段は、前記制御信号を、前記角度変調信号を復調したものを表す復調信号として出力する手段を備える、

ことを特徴とする角度復調器。

【請求項8】前記移相手段は、前記角度変調信号の値を実質的にヒルベルト変換して、前記第1の90度移相信号を生成する手段を備える、

ことを特徴とする請求項7に記載の角度復調器。

【請求項9】前記周波数制御手段は、前記外積信号を入力し、該外積信号の値に比例する値と、該外積信号の値を実質的に積分した値との和に実質的に比例して、前記内部発振手段の発振周波数が変化するように、該発振周波数を決定する手段を備える、

ことを特徴とする請求項7又は8に記載の角度復調器。

【請求項10】前記復調信号を入力して、該復調信号を

実質的に積分した結果を表す信号を生成して出力する積分手段を備える、ことを特徴とする請求項7、8又は9に記載の角度復調器。

【請求項11】発振周波数を指定する制御信号を入力し、該制御信号が指定する発振周波数を有する信号を表す内部発振信号を生成する内部発振手段と、角度変調信号及び前記内部発振信号を入力し、前記角度変調信号の位相及び前記内部発振信号の位相の差を計算し、計算結果を表す位相差情報を生成する演算手段と、前記演算手段より前記位相差情報を取得し、該位相差情報に基づいて、前記内部発振信号の発振周波数を、前記演算手段が計算する前記位相の差が0に収束するように決定し、決定された発振周波数を指定する前記制御信号を生成して前記内部発振手段に供給する周波数制御手段と、を備え、前記周波数制御手段は、前記制御信号を、前記角度変調信号を復調したものを表す復調信号として出力する手段を備える、ことを特徴とする角度復調器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は、角度復調器に関し、特に、深く角度変調された変調波を正しく復調するための角度復調器に関する。

【0002】

【従来の技術】アナログ信号処理の手法による角度変調波の復調が、従来より活用されている。更に、近年では、デジタル信号処理技術の発展により、デジタル信号処理の手法を用いた角度変調波の復調も、多数提案されるようになった。

【0003】デジタル信号処理の手法を用いた角度復調器としては、例えば、FM信号と、該FM信号を90度移相した信号とを用いて、該FM信号を復調するFM復調器が知られている。このFM復調器は、FM信号をXとし、その信号の90度移相器によって位相を90度進めた信号をYとしたとき、FM信号Xを復調した信号Fが、式3で表されることを利用したものである。

$$【式3】 F = (d/dt) \arctan(X/Y)$$

【0004】このFM復調器は、例えば、図4に示すように、A/D変換器101と、遅延補償器102と、90度移相器103と、位相角計算器104と、微分器105と、D/A変換器106とから構成される。このFM復調器では、A/D変換器101にFM信号Xが入力され、デジタル信号に変換されると、該デジタル信号は、遅延補償器102と90度移相器103とに入力される。90度移相器103は、入力したデジタル信号の位相を90度進めた信号Yを表すデジタル信号を生成して、位相角計算器104へ出力する。遅延補償器102は、入力したデジタル信号を、90度移相器103の入出力間の伝搬遅延に相当する時間だけ遅延させ

て、位相角計算器104へ出力する。位相角計算器104は、遅延補償器102から入力したデジタル信号の値を、該デジタル信号と実質的に同時に90度移相器103から入力したデジタル信号の値で除算した値を求め、更に、得られた商の逆正接を求める。そして、逆正接を求めた結果を表すデジタル信号を、微分器105へ出力する。微分器105は、位相角計算器104からデジタル信号を連続的に入力し、連続して入力された2個のデジタル信号の差分を求め、該差分（すなわち、FM信号Xを復調した信号Fの値）を表すデジタル信号を、D/A変換器106に出力する。D/A変換器106は、微分器105から入力したデジタル信号をアナログ値に変換することにより、信号Fを生成する。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】図4に示すようなFM復調器では、位相角計算器104は、算出する逆正接の値を一意に決定するため、逆正接の値として、無数にとり得る値のうちから、所定の連続する2πラジアンの範囲にある値（すなわち主値）を1つ選択し、選択された主値を計算結果とする。

【0006】従って、角度変調波の変調が深く、位相の偏移が2πラジアン以上となる場合、位相角計算器104は、主値として、例えば真の位相角より2πラジアン多い値や、真の位相角より2πラジアン少ない値を、誤って選択する。このため、図4に示すFM復調器は、位相の偏移が2πラジアン以上となる角度変調波を正しく復調することができない。

【0007】この発明は上記実状に鑑みてなされたもので、角度変調波の位相が所定時間内に2πラジアン以上偏移しても該角度変調波を正しく復調できる角度復調器を提供することを目的とする。

【0008】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するため、この発明の第1の観点にかかる角度復調器は、デジタル角度変調信号を入力し、該デジタル角度変調信号より位相が実質的に90度異なる信号を表す第1の90度移相信号を生成する移相手段と、発振周波数を指定する制御信号を入力し、該制御信号が指定する発振周波数を有する信号を表すデジタル内部発振信号と、該デジタル内部発振信号より位相が実質的に90度異なる信号を表す第2の90度移相信号とを生成するデジタル発振手段と、前記デジタル角度変調信号、前記第1の90度移相信号、前記デジタル内部発振信号、及び前記第2の90度移相信号を入力し、前記デジタル角度変調信号の瞬時値及び前記第2の90度移相信号の瞬時値の積と、前記デジタル内部発振信号の瞬時値及び前記第1の90度移相信号の瞬時値の積との差を計算し、計算結果を表す外積信号を生成するベクトル演算手段と、前記外積信号を入力し、前記外積信号に基づいて、位相角計算器104へ出力する。位相角計算器104は、遅延補償器102から入力したデジタル信号の値を、該デジタル信号と実質的に同時に90度移相器103から入力したデジタル信号の値で除算した値を求め、更に、得られた商の逆正接を求める。そして、逆正接を求めた結果を表すデジタル信号を、微分器105へ出力する。微分器105は、位相角計算器104からデジタル信号を連続的に入力し、連続して入力された2個のデジタル信号の差分を求め、該差分（すなわち、FM信号Xを復調した信号Fの値）を表すデジタル信号を、D/A変換器106に出力する。D/A変換器106は、微分器105から入力したデジタル信号をアナログ値に変換することにより、信号Fを生成する。

て、前記デジタル内部発振信号が表す信号の発振周波数を、前記ベクトル演算手段が生成する前記計算結果が0に収束するように決定し、決定された発振周波数を指定する前記制御信号を生成して前記デジタル発振手段に供給する周波数制御手段と、を備え、前記周波数制御手段は、前記制御信号を、前記デジタル角度変調信号を復調したものを表すデジタル復調信号として出力する手段を備える、ことを特徴とする。

【0009】このような角度復調器によれば、デジタル内部発振信号の発振周波数は、デジタル角度変調信号の位相の偏移の量に拘わらず、該デジタル角度変調信号の値により一意的に定まる値に収束する。このため、該デジタル角度変調信号の位相が 2π ラジアン以上偏移しても、該デジタル角度変調信号は正しく復調される。

【0010】前記移相手段は、例えば、前記デジタル角度変調信号を実質的にヒルベルト変換して、前記第1の90度移相信号を生成する手段を備えることにより、第1の90度移相信号を生成する。

【0011】前記周波数制御手段は、例えば、 K_p 及び K_i を所定の定数とし、自らに供給された外積信号の値の総和を $\Sigma \epsilon$ とし、供給された順番がnで、値が ϵ （n）である前記外積信号が供給されたとき、式4により表される値 ω （n）に実質的に等しい値を、前記デジタル発振手段の発振周波数として決定する手段を備え、前記デジタル発振手段は、前記デジタル角度変調信号のサンプリング周波数が f_s であるとき、発振周波数として前記値 ω （n）を指定する前記制御信号を入力して、位相の瞬時値が式5により表される値 θ （n）に実質的に等しい前記デジタル内部発振信号を生成する手段を備えることにより、前記デジタル内部発振信号を生成する。

【0012】

$$[\text{数4}] \omega(n) = \omega(n-1) + K_p \cdot \epsilon(n) + K_i \cdot (1/f_s) \cdot \Sigma \epsilon$$

【0013】

【数5】

$$\theta(n) = \theta(n-1) + (1/f_s) \cdot \omega(n-1)$$

【0014】前記角度復調器は、前記デジタル復調信号を入力して、該デジタル復調信号を実質的に積分した結果を表すデジタル信号を生成して出力するデジタル積分手段を備えるものとすれば、前記デジタル角度変調信号が位相変調波を表すものである場合、該位相変調波が復調され、復調結果がデジタル信号の形で出力される。

【0015】前記角度復調器は、アナログ角度変調信号を入力し、該アナログ角度変調信号を所定のサンプリング周波数でサンプリングして標本値を取得し、該標本値をデジタル信号に変換して前記デジタル角度変調信号を生成し、該デジタル角度変調信号を前記移相手段

に出力するサンプリング手段を備えるものであってもよい。これにより、この角度復調器は、アナログ角度変調信号を復調する。

【0016】前記角度復調器は、前記周波数制御手段より前記デジタル復調信号を入力して、該デジタル復調信号の値をアナログ値に変換してアナログ復調信号として出力するデジタルーアナログ変換手段を備えるものであってもよい。これにより、この角度復調器は、デジタル角度変調信号を復調した結果をアナログ信号として出力する。

【0017】また、この発明の第2の観点にかかる角度復調器は、角度変調信号を入力し、該角度変調信号より位相が実質的に90度異なる信号を表す第1の90度移相信号を生成する移相手段と、発振周波数を指定する制御信号を入力し、該制御信号が指定する発振周波数を有する内部発振信号と、該内部発振信号より位相が実質的に90度異なる第2の90度移相信号とを生成する内部発振手段と、前記角度変調信号、前記第1の90度移相信号、前記内部発振信号、及び前記第2の90度移相信号を入力し、前記角度変調信号の瞬時値及び前記第2の90度移相信号の瞬時値の積と、前記内部発振信号の瞬時値及び前記第1の90度移相信号の瞬時値の積との差を表す外積信号を生成するベクトル演算手段と、前記外積信号を入力し、前記外積信号に基づいて、前記内部発振信号の発振周波数を、前記ベクトル演算手段が生成する前記計算結果が0に収束するように決定し、決定された発振周波数を指定する前記制御信号を生成して前記内部発振手段に供給する周波数制御手段と、を備え、前記周波数制御手段は、前記制御信号を、前記角度変調信号を復調したものを表す復調信号として出力する手段を備える、ことを特徴とする。

【0018】このような角度復調器によれば、内部発振信号の発振周波数は、角度変調信号の位相の偏移の量に拘わらず、角度変調信号の値により一意的に定まる値に収束する。このため、該角度変調信号の位相が 2π ラジアン以上偏移しても、該角度変調信号は正しく復調される。

【0019】前記移相手段は、例えば、前記角度変調信号の値を実質的にヒルベルト変換して、前記第1の90度移相信号を生成する手段を備えることにより、第1の90度移相信号を生成する。

【0020】前記周波数制御手段は、例えば、前記外積信号を入力し、該外積信号の値に比例する値と、該外積信号の値を実質的に積分した値との和に実質的に比例して、前記内部発振手段の発振周波数が変化するように、該発振周波数を決定する手段を備えることにより、内部発振信号の発振周波数を、角度変調信号の値により一意的に定まる値に収束させる。

【0021】前記角度復調器は、前記復調信号を入力して、該復調信号を実質的に積分した結果を表す信号を生

成して出力する積分手段を備えるものとすれば、前記角度変調信号が位相変調波を表すものである場合、該位相変調波が復調され、復調結果が出力される。

【0022】また、この発明の第3の観点にかかる角度復調器は、発振周波数を指定する制御信号を入力し、該制御信号が指定する発振周波数を有する信号を表す内部発振信号を生成する内部発振手段と、角度変調信号及び前記内部発振信号を入力し、前記角度変調信号の位相及び前記内部発振信号の位相の差を計算し、計算結果を表す位相差情報を生成する演算手段と、前記演算手段より前記位相差情報を取得し、該位相差情報に基づいて、前記内部発振信号の発振周波数を、前記演算手段が計算する前記位相の差が0に収束するように決定し、決定された発振周波数を指定する前記制御信号を生成して前記内部発振手段に供給する周波数制御手段と、を備え、前記周波数制御手段は、前記制御信号を、前記角度変調信号を復調したものを表す復調信号として出力する手段を備える、ことを特徴とする。

【0023】このような角度復調器によれば、内部発振信号の発振周波数は、角度変調信号の位相の偏移の量に拘わらず、角度変調信号の値により一意的に定まる値に収束する。このため、該角度変調信号の位相が2πラジアン以上偏移しても、該角度変調信号は正しく復調される。

【0024】

【発明の実施の形態】以下、この発明の実施の形態にかかるディジタル角度復調器を、FM受信機を例として説明する。図1は、この発明の実施の形態にかかるFM受信機の構成の一例を示す。図示するように、このFM受信機は、アンテナ1と、同調回路2と、RF増幅器3と、混合器4と、局部発振器5と、サンプリング信号発振器6と、A/D変換器7と、FM復調器8と、D/A変換器9と、AF增幅器10と、スピーカ11により構成される。

【0025】同調回路2は、アンテナ1から入力したFM(Frequency Modulation)変調波のうち、ユーザが復調の対象として選択した特定の周波数のFM変調波に同調し、該FM変調波を、RF(Radio Frequency)増幅器3へ送る。RF増幅器3は、入力したFM変調波を増幅して、混合器4に送る。

【0026】混合器4は、RF増幅器3により増幅されたFM変調波と、局部発振器5より出力される局部発振信号とを入力し、IF(Intermediate Frequency)信号を生成して、該IF信号をA/D変換器7へ送る。IF信号は、混合器4が入力したFM変調波の搬送波周波数が、所定の中間周波数に変換されたものにあたるFM変調波である。局部発振器5は、水晶発振器等を備え、上述の局部発振信号を生成して出力する。

【0027】サンプリング信号発振器6は、A/D(Analog-to-Digital)変換器7によるFM変調波のサンプ

リングのタイミングを示す信号を生成し、A/D変換器7へ出力する。サンプリング信号発振器6が生成する信号は、具体的には、例えば、中間周波数の2倍以上の周波数の矩形波である。

【0028】A/D変換器7は、アナログ-デジタル変換手段を構成する。A/D変換器7は、サンプリング信号発振器6より入力したサンプリング信号に同期して、混合器4から入力したIF信号をサンプリングする。そして、サンプリングしたIF信号の電圧値をデジタル量に変換して、該デジタル量を表すデジタル信号列を、FM復調器8に出力する。

【0029】なお、この実施の形態においては、サンプリング信号発振器6が、サンプリング手段を構成する。

【0030】FM復調器8は、サンプリングされたIF信号をA/D変換器7から入力し、該IF信号を復調し、復調の結果得られるAF(Audio Frequency)信号を表すデジタル信号列を、D/A変換器9へ出力する。

【0031】FM復調器8は、図2に示すように、論理的には、ヒルベルト変換部81と、外積演算部82と、周波数制御部83と、積分部84と、位相変換部85とより構成される。なお、この実施の形態においては、ヒルベルト変換部81が移相手段を構成し、外積演算部82がベクトル演算手段を構成し、周波数制御部83が周波数制御手段を構成し、積分部84及び位相変換部85がデジタル発振手段及び内部発振手段を構成する。また、ヒルベルト変換部81及び外積演算部82は、演算手段を構成する。

【0032】ヒルベルト変換部81は、A/D変換器7より入力したデジタル信号列にヒルベルト変換を施し、入力したデジタル信号列が表すFM変調波の位相が実質的に90度遅れた信号を表すデジタル信号列を生成して、外積演算部82に出力する。

【0033】外積演算部82は、A/D変換器7及びヒルベルト変換部81よりデジタル信号列を入力し、また、位相変換部85より、後述する余弦信号及び正弦信号を入力する。そして、A/D変換器7から入力したデジタル信号の値とヒルベルト変換部81から入力したデジタル信号の値とを要素として含む2次元ベクトルと、位相変換部85から入力した余弦信号の値及び正弦信号の値を要素として含む2次元ベクトルとの外積(2次元空間における外積)を求め、得られた外積の値を周波数制御部83に供給する。

【0034】周波数制御部83は、外積演算部82より、外積演算部82が求めた外積を入力し、この外積に基づき、後述する手順に従って、位相変換部85の発振周波数を指定する情報を生成し、該情報を、積分部84及びD/A変換器9に供給する。

【0035】積分部84は、周波数制御部83より、位相変換部85の発振周波数を指定する情報を入力し、該

情報を実質的に積分することにより、該情報が示す値に実質的に等しい発振周波数を有する発振信号の位相の瞬時値を示す情報を生成し、位相変換部85に供給する。

【0036】位相変換部85は、積分部84より発振信号の位相の瞬時値を示す情報を入力し、後述する手順に従って、発振信号の瞬時値を表すディジタル信号（すなわち、余弦信号）と、発振信号の位相を実質的に90度遅らせた信号の瞬時値を表すディジタル信号（すなわち、正弦信号）とを生成する。そして、生成された正弦信号及び余弦信号を、外積演算部82に供給する。

【0037】D/A変換器9は、FM復調器8の周波数制御部83から供給されたディジタル信号列を電圧値に変換し、AF信号としてAF増幅器10に出力する。AF増幅器10は、入力したAF信号を増幅してスピーカ11を駆動し、スピーカ11が、該AF信号を音声として再生する。なお、この実施の形態においては、D/A変換器9が、ディジタルアナログ変換手段を構成する。

【0038】（動作）次に、このFM受信機の動作を説明する。電源投入後、ユーザが同調回路2を操作し、復調の対象となるFM変調波への同調を同調回路2に指示

$$\begin{aligned} S(t) &= S \cdot \cos \{\phi(t)\} \\ &= S \cdot \cos \{(\omega_c \cdot t) + \omega_d \cdot \int v(t) dt\} \\ &= S \cdot \cos [(\omega_c \cdot t) + \delta \cdot \sin \{(\omega_p \cdot t) + \psi\}] \end{aligned}$$

ただし、 $\delta = \omega_d / \omega_p$

【0043】一方、A/D変換器7は、サンプリング信号発振器6よりサンプリング信号を入力し、このサンプリング信号に従って、混合器4から入力したIF信号をサンプリングする。

【0044】A/D変換器7は、サンプリングしたIF信号の各電圧値を表すディジタル信号の列を生成して、FM復調器8のヒルベルト変換部81及び外積演算部82に出力する。

【0045】サンプリングしたIF信号の各電圧値を表すディジタル信号の先頭からの順番をnとし、サンプリング周波数を f_s とすると、サンプリングされた各電圧値 $S_1(n)$ は、時刻 (n/f_s) における $S(t)$ の値、すなわち、数式8の最右辺の通りとなる。

【0046】

【数8】

$$\begin{aligned} S_1(n) &= S \cdot \cos \{\phi(n/f_s)\} \\ &= S \cdot \cos [(\omega_c \cdot (n/f_s)) + \delta \cdot \sin (\omega_p \cdot (n/f_s)) + \psi] \end{aligned}$$

【0047】ただし、ナイキストの定理より、変調信号を正確に復調するには、サンプリング周波数 f_s の値が、変調信号の周波数のナイキスト周波数以上である必要がある。すなわち、 f_s 及び ω_p は、数式9に示す関係を有する必要がある。

【0048】

$$【数9】 f_s \geq 2 \cdot \{\omega_p / (2 \cdot \pi)\} = \omega_p / \pi$$

すると、同調回路2は当該FM変調波に同調する。同調されたFM変調波はRF増幅器3へ入力され、増幅された後、混合器4に入力される。

【0039】混合器4には、増幅されたFM変調波の他、局部発振器5より出力された局部発振信号が入力され、混合器4からはIF信号が出力される。そして、このIF信号は、A/D変換器7へ出力される。

【0040】以下、理解を容易にするため、受信したFM変調波の変調信号であるAF信号 $v(t)$ は、数式6により表されるものとする。ただし、時間を t とし、該変調信号の角周波数を ω_p とし、該変調信号の初期（すなわち $t=0$ のとき）の位相を ψ とする。

$$【数6】 v(t) = \cos \{(\omega_p \cdot t) + \psi\}$$

【0041】また、復調の対象とされたIF信号 $S(t)$ の値は、数式7により表されるものとする。ただし、IF信号の時刻 t における位相を $\phi(t)$ とし、IF信号の搬送波の角周波数（すなわち中間周波数に $2 \cdot \pi$ を乗じたもの）を ω_c とし、最大周波数偏移を ω_d とする。

【0042】

【数7】

【0049】電圧値 $S_1(1)$ を表すディジタル信号を先頭として、各電圧値 $S_1(n)$ を表すディジタル信号を順次入力したヒルベルト変換部81は、各電圧値にヒルベルト変換を施し、実質的に変換の結果の値を表す信号を、外積演算部82に出力する。

【0050】A/D変換器7から入力したディジタル信号が表す各電圧値 $S_1(n)$ をヒルベルト変換した結果の値を $S_0(n)$ とすると、 $S_0(n)$ の値は、数式10の右辺の通りとなる。

【0051】

$$【数10】 S_0(n) = S \cdot \sin [(\omega_c \cdot (n/f_s)) + \delta \cdot \sin (\omega_p \cdot (n/f_s)) + \psi]$$

【0052】一方、積分部84は、周波数制御部83から最も新しく通知された値には等しい角周波数を有する余弦波について、上述のIF信号がサンプリングされた時点と実質的に同一の時点における該余弦波の位相の瞬時値を計算する。

【0053】具体的には、積分部84は、直近の前回に計算された該余弦波の位相の瞬時値 $\theta(n-1)$ と、周波数制御部83より最も新しく通知された角周波数の値 $\omega(n-1)$ と、A/D変換器7のサンプリング周波数 f_s とより、数式11の右辺を計算し、最新の位相の瞬時値 $\theta(n)$ を求める。ただし、nは計算される位相の瞬時値の先頭からの順番を表す。また、先頭の位相の瞬時値 $\theta(1)$ を計算するときは、 $(1/f_s)$ の値と $\omega(0)$ の値の積を $\theta(1)$ の値とする。

【0054】

【数11】

$$\theta(n) = \theta(n-1) + (1/f_s) \cdot \omega(n-1)$$

【0055】積分部84は、 $\theta(n)$ の値を計算すると、得られた $\theta(n)$ の値を表すディジタル信号を生成し、該ディジタル信号を位相変換部85に供給する。 $\theta(n)$ の値を表すディジタル信号を供給された位相変換部85は、供給されたディジタル信号が表す $\theta(n)$ の余弦及び正弦の値を計算し、各計算結果を表す余弦信号及び正弦信号を生成して、外積演算部82に供給する。

【0056】すなわち、位相変換部85は、数式12の右辺を計算して得られる値 $I_I(n)$ を表す余弦信号を生成し、数式13の右辺を計算して得られる値 I

$q(n)$ を表す正弦信号を生成して、余弦信号及び正弦信号を外積演算部82に供給する。ただし、 I は、余弦信号が表す余弦波及び正弦信号が表す正弦波の振幅を表す定数である。

【0057】

$$【数12】 I_I(n) = I \cdot \cos\{\theta(n)\}$$

【0058】

$$【数13】 I_q(n) = I \cdot \sin\{\theta(n)\}$$

【0059】外積演算部82は、A/D変換器7、ヒルベルト変換部81及び位相変換部85よりディジタル信号が供給されると、供給されたディジタル信号の値に基づいて、上述した外積を計算する。

【0060】具体的には、外積演算部82は、上述の $S_I(n)$ 、 $S_q(n)$ 、 $I_I(n)$ 及び $I_q(n)$ を用いて数式14の右辺を計算することにより左辺の値 $\epsilon(n)$ を求め、周波数制御部83に、得られた値 $\epsilon(n)$ を供給する。

【0061】

$$【数14】 \epsilon(n) = \{S_I(n) \cdot I_q(n)\} - \{S_q(n) \cdot I_I(n)\}$$

【0062】この値 $\epsilon(n)$ は、2つのベクトル $[S_I(n), S_q(n)]$ 及び $[I_I(n), I_q(n)]$ の、2次元空間における外積を表す。なお、 $[\alpha, \beta]$ は、互いに直交するx軸及びy軸を含む平面上のベクトルであって、x軸方向成分が α 、y軸方向成分が β であるベクトルを表すものとする。

【0063】周波数制御部83は、外積演算部82により、外積 $\epsilon(n)$ を供給されると、数式15の右辺を計算することにより、積分部84が生成するディジタル信号が表す正弦波の新たな角周波数 $\omega(n)$ を決定し、 $\omega(n)$ の値を表すディジタル信号を生成して、積分部84及びD/A変換器9に供給する。なお、 K_p 及び K_i は所定の定数であり、 $\Sigma \epsilon$ は、過去に供給された外積 $\epsilon(n)$ の総和であり、 f_s は上述の通りA/D変換器7のサンプリング周波数である。

【0064】

$$【数15】 \omega(n) = \omega(n-1) + \Delta \omega(n)$$

$$\text{ただし、 } \Delta \omega(n) = K_p \cdot \epsilon(n) + K_i \cdot (1/f_s) \cdot \Sigma \epsilon$$

【0065】上述の通り、 $\Delta \omega(n)$ は、 $\epsilon(n)$ に比例する値と、 $\epsilon(n)$ を実質的に積分した値との和を表している。すなわち、 $\omega(n)$ の値は、 $\epsilon(n)$ に実質的に比例積分制御(P/I制御)を施すことによって制御されている。

【0066】上述の通り、 $\omega(n)$ は、IF信号の電圧値 $S_I(n)$ がサンプリングされた時点におけるIF信号の角周波数の値に収束する。そして、IF信号の角周波数は、IF信号の位相の時間微分 $d\{\phi(t)\}/dt$ の値、すなわち、数式16の最右辺に示す値に実質的に等しい。

【0067】

【数16】

$$\omega(n) = d\{\phi(t)\}/dt \\ = \omega_c + [\delta \cdot \omega_p \cdot \cos\{\omega_p \cdot (n/f_s)\}] \\ = \omega_c + [\omega_d \cdot \cos\{\omega_p \cdot (n/f_s)\}]$$

ただし、 $t = n/f_s$

【0068】数式16の最右辺に示されるように、 $\omega(n)$ の値は、このFM受信機が受信したFM変調波の変調信号であるAF信号に比例する信号をサンプリング周波数 f_s でサンプリングしたものに定数 ω_c を加えた値に、実質的に等しい。従って、 $\omega(n)$ の値の交流成分は、該AF信号に比例する信号を、サンプリング周波数 f_s でサンプリングして得られる値に実質的に比例する。

【0069】なお、 $\omega(n)$ の値が時刻 (n/f_s) におけるIF信号の角周波数の値に収束する結果、その積分値である $\theta(n)$ の値は、時刻 (n/f_s) におけるIF信号の位相の値に収束する。そして、 $\theta(n)$ の取り得る値の範囲については、例えば該値の上限と下限との幅が 2π に制限されるといったことはない。

【0070】新たな角周波数の値 $\omega(n)$ を通知された積分部84は、 $\theta(n)$ を求める上述の手順に従い、周波数制御部83から最も新しく通知された値にほぼ等しい角周波数を有する余弦波の、IF信号がサンプリングされた時点と実質的に同一の時点における位相の瞬時値 $\theta(n+1)$ を求める。そして、積分部84は、求められた $\theta(n+1)$ の値を表すディジタル信号を生成し、位相変換部85に供給する。位相変換部85は、 $I_I(n)$ 及び $I_q(n)$ を求める上述の手順に従って $\theta(n+1)$ の余弦及び正弦の値を計算し、得られた余弦に比例する値 $I_I(n+1)$ と、得られた正弦に比例する $I_q(n+1)$ とを表す余弦信号及び正弦信号を生成し、外積演算部82に供給する。

【0071】外積演算部82は、位相変換部85より $I_I(n+1)$ 及び $I_q(n+1)$ の値を取得する一方、A/D変換器7より、 $S_I(n)$ の次にサンプリングされた電圧値 $S_I(n+1)$ の値を取得し、また、ヒルベル

ト変換部81より、 $S_1(n+1)$ がヒルベルト変換された結果を表す値 $S_0(n+1)$ を取得する。そして、外積演算部82は、 $\varepsilon(n)$ の値を求める上述の手順と同様にして、2つのベクトル $[S_1(n+1), S_0(n+1)]$ 及び $[I_1(n+1), I_0(n+1)]$ の外積 $\varepsilon(n+1)$ を求め、周波数制御部83に、 $\varepsilon(n+1)$ の値を通知する。

【0072】以下、FM復調器8は、A/D変換器7がサンプリングした各電圧値を表すデジタル信号をA/D変換器7より順次取得し、周波数制御部83より、周波数制御部83が連続して決定した最新の角周波数の値 $\omega(n)$ を、D/A変換器9に順次供給する。

【0073】D/A変換器9は、FM復調器8の周波数制御部83から取得した値 $\omega(n)$ をアナログ電圧値に変換し、サンプリング周期 $1/f_s$ 毎に、AF増幅器10に出力する。AF増幅器10は、D/A変換器9から入力した信号を増幅してスピーカ11を駆動し、スピーカ11が、該信号の交流成分を音声として再生する。

【0074】上述したように、 $\omega(n)$ の値の交流成分は、受信したFM変調波の変調信号に比例する信号を、サンプリング周波数 f_s でサンプリングして得られる値に直流成分を加えたものに実質的に等しい。また、サンプリング周波数 f_s の値は、このFM受信機が受信したFM変調波の変調信号の周波数のナイキスト周波数以上である。従って、スピーカ11は、振幅が互いに異なり得る点を除いて、受信したFM変調波の変調信号が表す音声と実質的に同一の音声を再現する。

【0075】なお、このFM受信機の構成は、上述のものに限られない。例えば、サンプリング信号発振器6や、FM復調器8の一部又は全部は、DSP(Digital Signal Processor)やCPU(Central Processing Unit)から構成されていてもよい。

【0076】また、ヒルベルト変換部81は、A/D変換器7より入力したデジタル信号列が表すFM変調波の位相を実質的に90度進めた信号を表すデジタル信号列を生成するようにしてもよい。

$$\begin{aligned} S_{PM}(t) &= S \cdot \cos \{\phi_{PM}(t)\} \\ &= S \cdot \cos \{(\omega_c \cdot t) + p_d \cdot v(t)\} \\ &= S \cdot \cos [(\omega_c \cdot t) + p_d \cdot \cos \{(\omega_p \cdot t) + \psi\}] \end{aligned}$$

【0083】混合器4からA/D変換器7に供給されるIF信号の瞬時値が数式18の最右辺により表されるとき、周波数制御部83が生成するデジタル信号の値 $\omega(n)$ は、実質的に数式19の最右辺により表される。

【0084】

【数19】

$$\begin{aligned} \omega(n) &= d \{\phi_{PM}(t)\} / dt \\ &= \omega_c - [\omega_p \cdot p_d \cdot \sin \{\omega_p \cdot (n/f_s)\}] \end{aligned}$$

ただし、 $t = n/f_s$

【0085】そして、PM波復調部86のオフセット設定部861が生成するデジタル信号の値 $\omega_{AC}(n)$

【0077】また、図3に示すように、このFM受信機は、周波数制御部83とD/A変換器9との間にPM波復調部86を接続することにより、PM(Phase Modulation)波(位相変調波)を復調するようにもよい。PM波復調部86は、図示するように、例えば、オフセット設定部861と、位相計算部862とからなる。なお、この実施の形態においては、PM波復調部86がデジタル積分手段を構成する。

【0078】オフセット設定部861は、周波数制御部83より、値が $\omega(n)$ であるデジタル信号を取得して、そのうち、最も新しく取得された所定の個数の $\omega(n)$ の値を記憶する。そして、新たなデジタル信号が周波数制御部83から供給される毎に、記憶している $\omega(n)$ の値の算術平均を計算し、算出された値を、最も新しく取得した $\omega(n)$ の値から差し引き、差の値 $\omega_{AC}(n)$ を表すデジタル信号を生成して、位相計算部862に供給する。 $\omega_{AC}(n)$ の値は、 $\omega(n)$ の値から直流成分を除いた値に実質的に等しい。

【0079】位相計算部862は、実質的に積分部84と同一の動作を行う。すなわち、位相計算部862は、値が $\omega_{AC}(n)$ であるデジタル信号が供給されると、数式17の右辺により表される値 $\theta_{PM}(n)$ を計算する。この値 $\theta_{PM}(n)$ は、 $\omega_{AC}(n)$ の値を積分した値に実質的に等しい。

【0080】

$$【数17】 \theta_{PM}(n) = \theta_{PM}(n-1) + (1/f_s) \cdot \omega_{AC}(n-1)$$

【0081】以下、理解を容易にするため、受信した位相変調波の変調信号は数式6により表される値 $v(t)$ を有するものとする。この場合、搬送波の周波数を中間周波数に変換して得られるIF信号の時刻 t における瞬時値を $S_{PM}(t)$ とし、変調指数を p_d とすると、 $S_{PM}(t)$ の値は、数式18の最右辺により表される。

【0082】

【数18】

$$\begin{aligned} S_{PM}(t) &= S \cdot \cos \{(\omega_c \cdot t) + p_d \cdot v(t)\} \\ &= S \cdot \cos [(\omega_c \cdot t) + p_d \cdot \cos \{(\omega_p \cdot t) + \psi\}] \end{aligned}$$

は、実質的に数式20の右辺により表される。

【0086】

$$【数20】 \omega_{AC}(n) = -[\omega_p \cdot p_d \cdot \sin \{\omega_p \cdot (n/f_s)\}]$$

【0087】そして、 $\omega_{AC}(n)$ の値が数式20の右辺に実質的に等しいとき、位相計算部862が算出する $\theta_{PM}(n)$ の値は、数式21の最右辺の値に実質的に等しい。

【0088】

【数21】

$$\theta_{PM}(n) = \int \omega_{AC}(t) dt$$

$= P_d \cdot \cos \{ \omega_p \cdot (n/f_s) \} + r$
ただし、 $t = n/f_s$ 、 r は所定の積分定数

【0089】数式21の最右辺に示されるように、 $\theta_{PM}(n)$ の値は、このFM受信機が受信したPM波の変調信号であるAF信号に比例した振幅を有する信号をサンプリング周波数 f_s でサンプリングして得られる値に、定数 γ をえたものに実質的に等しい。

【0090】従って、 $\theta_{PM}(n)$ の値の交流成分は、該AF信号に比例する信号を、サンプリング周波数 f_s でサンプリングして得られる値に実質的に比例する。この結果、スピーカ11は、振幅が互いに異なり得る点を除いて、受信したPM波の変調信号が表す音声と実質的に同一の音声を再現する。

【0091】なお、 $\theta_{PM}(n)$ の取り得る値の範囲については、例えば該値の上限と下限との幅が 2π に制限されるといったことはない。従って、IF信号が 2π ラジアン以上偏移しても、 $\theta_{PM}(n)$ の値は、時刻 (n/f_s) におけるIF信号の位相の値に収束する。

【0092】また、FM復調器8に含まれるヒルベルト変換部81、外積演算部82、周波数制御部83、積分部84及び位相変換部85は、アナログ回路より構成されていてもよい。例えば、FM復調器8のヒルベルト変換部81や位相変換部85は、供給された交流信号の位相を実質的に 90 度移相させる全域通過フィルタからなっていてもよいし、外積演算部82は、アナログ乗算器と減算回路とからなっていてもよいし、積分部84は、電圧制御発振回路(VCO)からなっていてもよい。また、周波数制御部83は、例えば図4に示すように、積分回路831と、増幅回路832と、加算回路833及び834と、遅延回路835とからなっていてもよい。

【0093】また、このFM受信機は、復調対象の角度変調波をアンテナ1から入力する必要はなく、例えば、有線回線を介して伝送されたものを、その有線回線から入力してもよい。

【0094】また、復調信号は、音声信号に限られず、例えば、画像信号であってもよい。復調により画像信号を得る場合、この発明の角度復調器は、スピーカ11に代え、例えば、CRT(陰極線管)及びCRTの駆動回路を備えてもよい。さらに、復調信号には更に任意の手法による変調が加えられていてもよく、その場合は、スピーカ11に代え、復調信号を更に復調する復調器を備えてよい。

【0095】以上、この発明にかかる角度復調器を説明したが、この発明の角度復調器は、専用のシステムによらず、通常のコンピュータシステムを用いて実現可能である。例えば、A/D変換器及びD/A変換器を備えるパーソナルコンピュータに、上述の動作を実行するためのプログラムを格納した媒体(フロッピーディスク、CD-ROM等)から該プログラムをインストールすることにより、上述の処理を実行する角度復調器を構成する

ことができる。

【0096】また、コンピュータにプログラムを供給するための媒体は、通信媒体(通信回線、通信ネットワーク、通信システムのように、一時的且つ流動的にプログラムを保持する媒体)でも良い。例えば、通信ネットワークの掲示板(BBS)に該プログラムを掲示し、これをネットワークを介して配信してもよい。そして、このプログラムを起動し、OSの制御下に、他のアプリケーションプログラムと同様に実行することにより、上述の処理を実行することができる。

【0097】なお、OSが処理の一部を分担する場合、あるいは、OSが本願発明の1つの構成要素の一部を構成するような場合には、記録媒体には、その部分をのぞいたプログラムを格納してもよい。この場合も、この発明では、その記録媒体には、コンピュータが実行する各機能又はステップを実行するためのプログラムが格納されているものとする。

【0098】

【発明の効果】以上説明したように、この発明によれば、角度変調波の位相が 2π ラジアン以上偏移しても該角度変調波を正しく復調できる角度復調器が実現される。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明の実施の形態にかかるFM受信機の基本構成を示すブロック図である。

【図2】FM復調器の論理的構成を示すブロック図である。

【図3】図1のFM受信機の変形例を示すブロック図である。

【図4】周波数制御部の変形例を示すブロック図である。

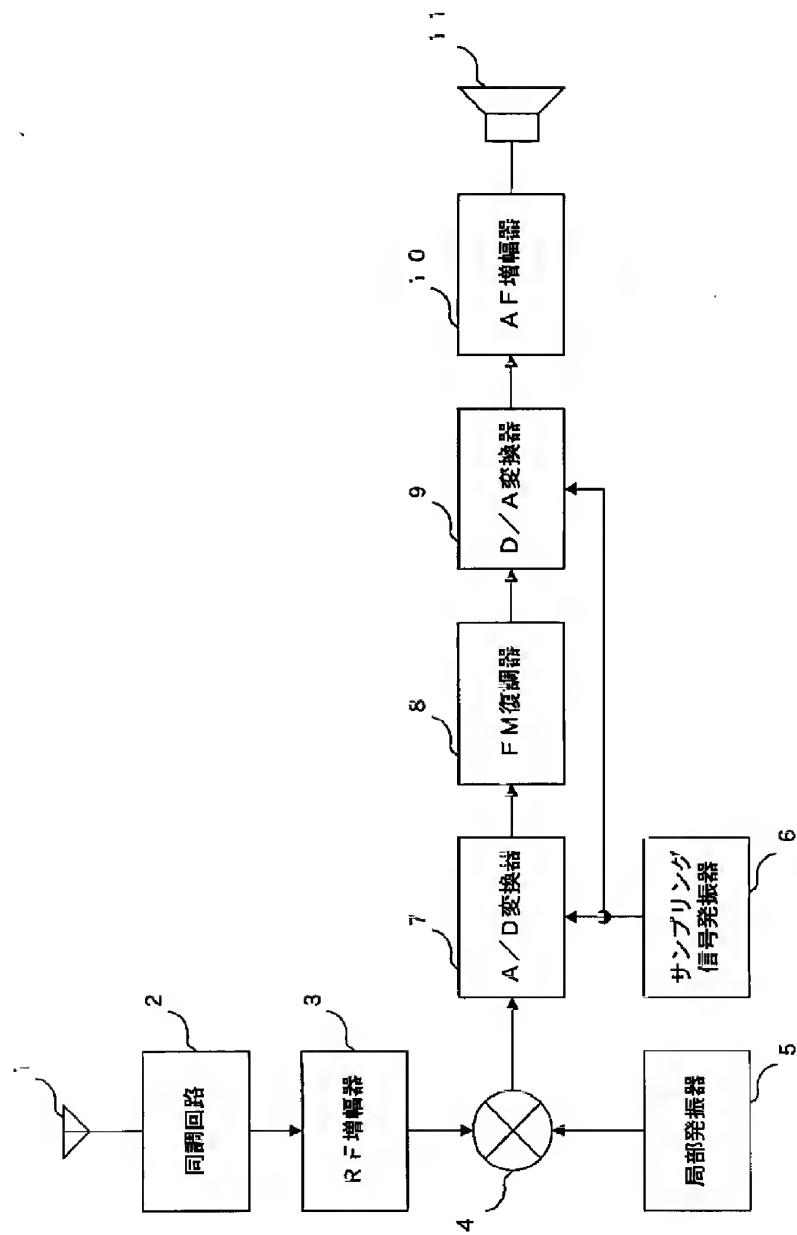
【図5】従来のFM復調器の構成を示すブロック図である。

【符号の説明】

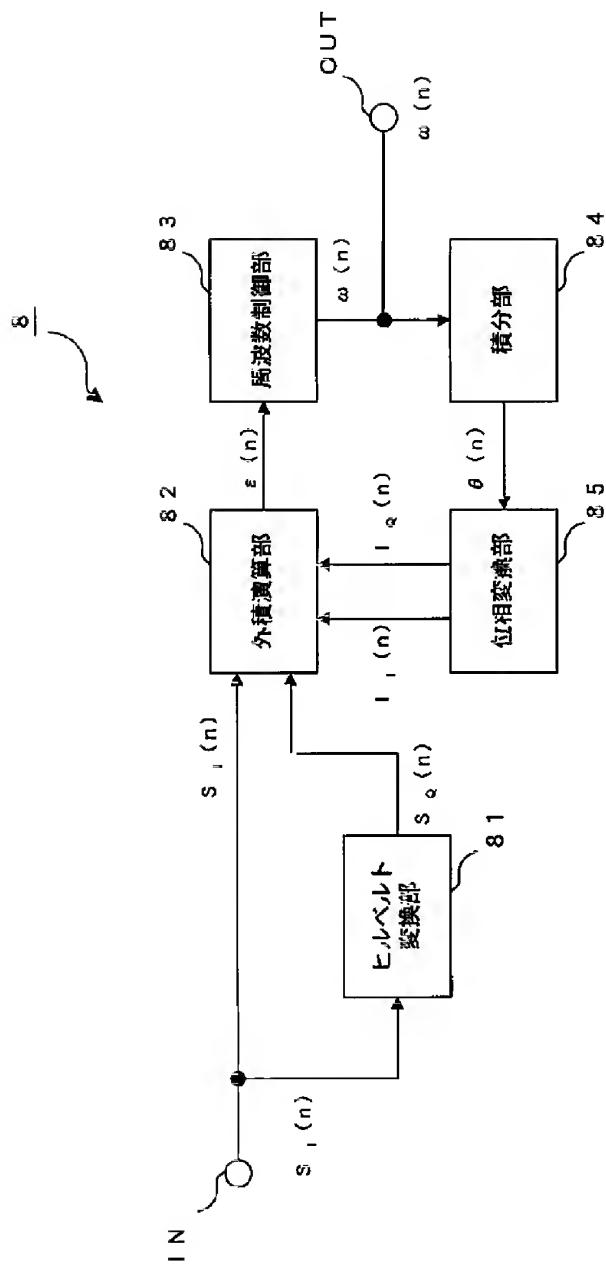
| | |
|---------|-------------|
| 1 | アンテナ |
| 2 | 同調回路 |
| 3 | RF増幅器 |
| 4 | 混合器 |
| 5 | 局部発振器 |
| 6 | サンプリング信号発振器 |
| 7 | A/D変換器 |
| 8 | FM復調器 |
| 81 | ヒルベルト変換部 |
| 82 | 外積演算部 |
| 83 | 周波数制御部 |
| 831 | 積分回路 |
| 832 | 増幅回路 |
| 833、834 | 加算回路 |
| 835 | 遅延回路 |

| | | | |
|-----|----------|-----|--------|
| 84 | 積分部 | 11 | スピーカ |
| 85 | 位相変換部 | 101 | A/D変換器 |
| 86 | PM波復調部 | 102 | 遅延補償器 |
| 861 | オフセット設定部 | 103 | 90度移相器 |
| 862 | 位相計算部 | 104 | 位相角計算器 |
| 9 | D/A変換器 | 105 | 微分器 |
| 10 | AF増幅器 | 106 | D/A変換器 |

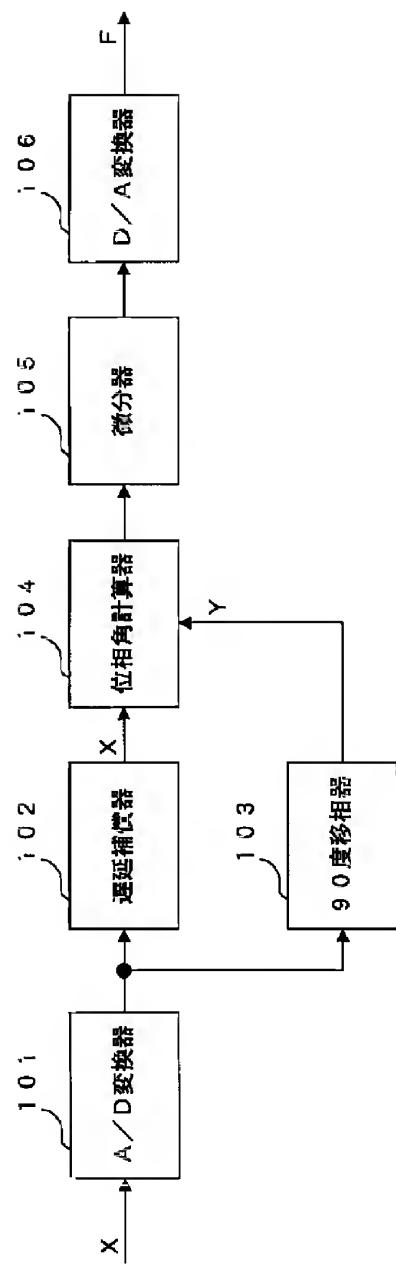
【図1】



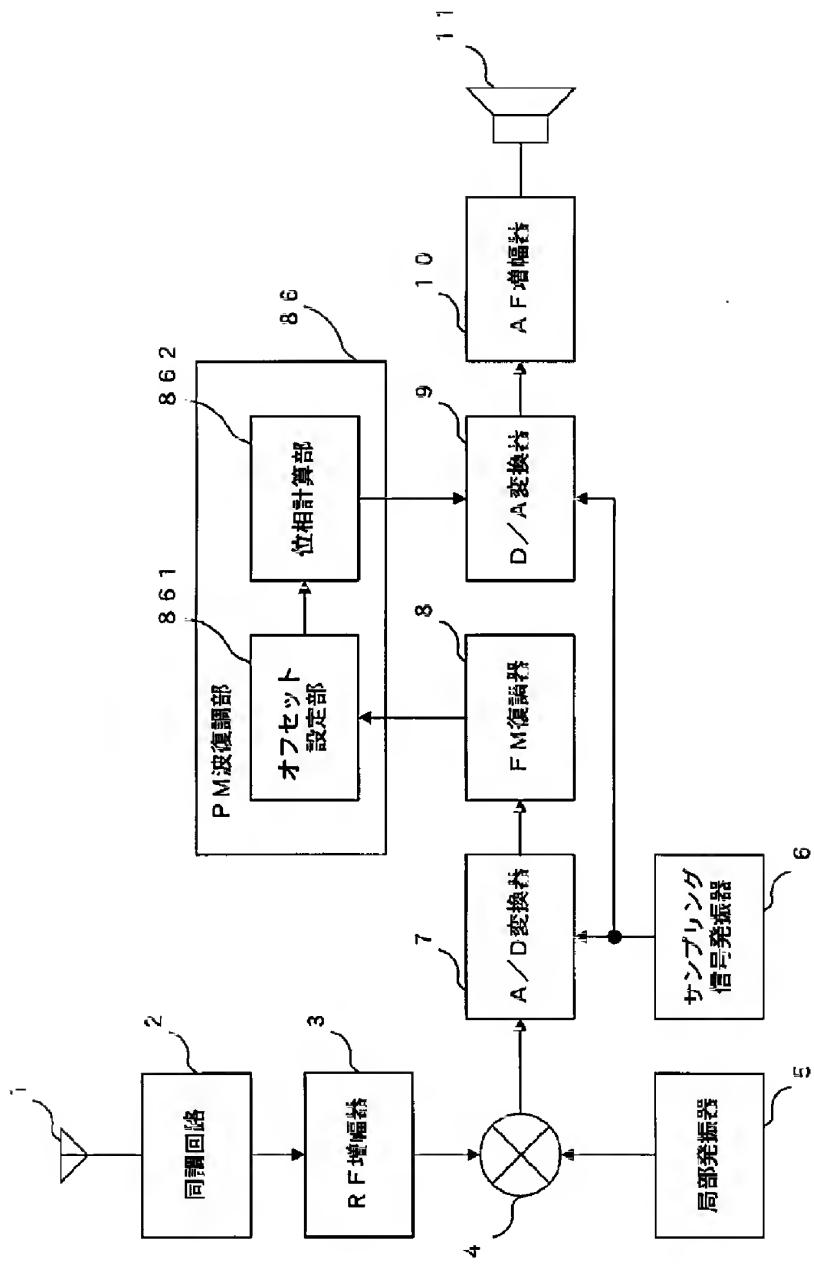
【図2】



【図5】



【図3】



【図4】

